

1/9/1

DIALOG(R) File 351:Derwent WPI

(c) 2002 Thomson Derwent. All rts. reserv.

009737851 **Image available**

WPI Acc No: 1994-017702/199403

XRPX Acc No: N94-013446

Noise and feedback suppression appts. having focused adaptive filtering for auditory prosthesis - has first filter generating reference signal to adaptive filter, of which output is combined with input signal to create error signal

Patent Assignee: HIMPP K/S (HIMP-N); MINNESOTA MINING & MFG CO (MINN)

Inventor: BUCKLEY K M; SOLI S D; WIDIN G P; BUCKLEY K N

Number of Countries: 009 Number of Patents: 009

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
EP 579152	A1	19940119	EP 93111138	A	19930712	199403 B
AU 9341424	A	19940120	AU 9341424	A	19930622	199409
CA 2098679	A	19940114	CA 2098679	A	19930617	199413
JP 6189395	A	19940708	JP 93172767	A	19930713	199432
US 5402496	A	19950328	US 92912886	A	19920713	199518
AU 661158	B	19950713	AU 9341424	A	19930622	199535
EP 579152	B1	20000308	EP 93111138	A	19930712	200017
DE 69327992	E	20000413	DE 627992	A	19930712	200025
			EP 93111138	A	19930712	
JP 3210494	B2	20010917	JP 93172767	A	19930713	200156

Priority Applications (No Type Date): US 92912886 A 19920713

Cited Patents: 02Jnl.Ref; EP 342782; US 4658426

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan Pg	Main IPC	Filing Notes
-----------	------	--------	----------	--------------

EP 579152	A1	E 21	H04R-025/00	
-----------	----	------	-------------	--

Designated States (Regional): DE DK FR GB SE

AU 9341424	A		H04R-025/00
------------	---	--	-------------

CA 2098679	A		H04R-003/02
------------	---	--	-------------

JP 6189395	A	19	H04R-025/00
------------	---	----	-------------

US 5402496	A	22	H04B-015/00
------------	---	----	-------------

AU 661158	B		H04R-025/00	Previous Publ. patent AU 9341424
-----------	---	--	-------------	----------------------------------

EP 579152	B1	E	H04R-025/00
-----------	----	---	-------------

Designated States (Regional): DE DK FR GB SE

DE 69327992	E		H04R-025/00	Based on patent EP 579152
-------------	---	--	-------------	---------------------------

JP 3210494	B2	20	H04R-025/00	Previous Publ. patent JP 6189395
------------	----	----	-------------	----------------------------------

Abstract (Basic): EP 579152 A

The noise and feedback suppression appts. processes an audio input from a microphone, having both the desired and undesired components, to effect noise cancellation. The appts. comprises a first filter coupled to the input which generates a focussed reference signal by selectively passing an audio spectrum of the input, which primarily contains the undesired component. The reference signal is supplied to an adaptive filter.

A combining network subtracts the adaptive filter output signal from the input signal to create an error signal. The noise suppression appts. further comprises a second filter for selectively passing an audio spectrum of the error signal encompassing the spectrum of the undesired component of the input signal to the adaptive filter. This cancellation effectively removes the undesired component.

ADVANTAGE - Noise or feedback suppression capability is focussed over selected frequency band.

Dwg.18

This Page Blank (uspto)

Abstract (Equivalent): US 5402496 A

The apparatus processes an audio input signal having both a desired component and an undesired component. When implemented so as to effect noise cancellation, the apparatus includes a first filter operatively coupled to the input signal. The first filter generates a focused reference signal by selectively passing an audio spectrum of the input signal which primarily contains the undesired component. The reference signal is supplied to an adaptive filter disposed to filter the input signal so as to provide an adaptive filter output signal. A combining network subtracts the adaptive filter output signal from the input signal to create an error signal.

The apparatus further includes a second filter for selectively passing to the adaptive filter an audio spectrum of the error signal encompassing the spectrum of the undesired component of the input signal. This cancellation effectively removes the undesired component from the input signal without substantially affecting the desired component of the input signal. When the present apparatus is implemented so as to suppress feedback the adaptive filter output signal is employed to cancel a feedback component from the input signal.

ADVANTAGE - Noise or feedback suppression capability is focused over selected frequency band.

Dwg.1/11

Title Terms: NOISE; FEEDBACK; SUPPRESS; APPARATUS; FOCUS; ADAPT; FILTER; AUDITORY; PROSTHESIS; FIRST; FILTER; GENERATE; REFERENCE; SIGNAL; ADAPT; FILTER; OUTPUT; COMBINATION; INPUT; SIGNAL; ERROR; SIGNAL

Index Terms/Additional Words: HEARING; AID

Derwent Class: P86; W04

International Patent Class (Main): H04B-015/00; H04R-003/02; H04R-025/00

International Patent Class (Additional): G10K-011/16; G10L-003/02;

G10L-021/02; H03H-017/02; H03H-021/00; H04B-001/10; H04B-001/12

File Segment: EPI; EngPI

Manual Codes (EPI/S-X): W04-G03; W04-V05E; W04-Y02; W04-Y03A3

This Page Blank (uspto)

19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

12 Übersetzung der
europäischen Patentschrift

97 EP 0 579 152 B 1

10 DE 693 27 992 T 2

51 Int. Cl.⁷:
H 04 R 25/00
H 04 R 3/02
G 10 L 21/02

- 21 Deutsches Aktenzeichen: 693 27 992.3
96 Europäisches Aktenzeichen: 93 111 138.9
96 Europäischer Anmeldetag: 12. 7. 1993
97 Erstveröffentlichung durch das EPA: 19. 1. 1994
97 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: 8. 3. 2000
47 Veröffentlichungstag im Patentblatt: 29. 6. 2000

30 Unionspriorität:
912886 13. 07. 1992 US

73 Patentinhaber:
K/S Himpp, Vaerloese, DK

74 Vertreter:
Vossius & Partner, 81675 München

84 Benannte Vertragsstaaten:
DE, DK, FR, GB, SE

72 Erfinder:
Soli, Sigfrid D., c/o Minnesota Mining & Man, St.
Paul, US; Buckley Kevin M., c/o Minnesota Mining,
St. Paul, US; Widin, Gregory P., c/o Minnesota
Mining & Manuf, St. Paul, US

54 Hörprothese, Rauschunterdrückungsanordnung Rückkopplungsunterdrückungsanordnung mit fokussierter adaptiver Filterung

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 693 27 992 T 2

DE 693 27 992 T 2

16.02.00

EP-B-0 579 152
(93 11 1138.9)
K/S HIMPP
u.Z.: EP-5288

16. Feb. 2000

VOSSIUS & PARTNER
PATENTANWÄLTE
SIEBERTSTR. 4
81675 MÜNCHEN

Hörprothese, Rauschunterdrückungsvorrichtung und Rückkopplungsunterdrückungsvorrichtung mit fokussierter adaptiver Filterung

Die vorliegende Erfindung betrifft allgemein eine Hörprothese mit einer Rauschunterdrückungsvorrichtung und einer Rückkopplungsunterdrückungsvorrichtung und insbesondere solche Prothesen und Vorrichtungen mit adaptiver Filterfunktion.

Konstrukteure oder Entwickler von Audiosignalverarbeitungssystemen, z.B. Hörprothesen, versuchen in zunehmendem Maße Rückkopplungen und Rauschsignale bzw. Rauschen aus Eingangssignalen von Interesse zu entfernen. Beispielsweise bemängeln Benutzer von Hörprothesen, z.B. Hörhilfen, allgemein, daß sie nicht in der Lage sind, Sprache in einer geräuschvollen oder verrauschten bzw. lauten Umgebung zu verstehen. In der Vergangenheit waren Benutzer von Hörhilfen darauf beschränkt, Strategien oder Methoden zum Hören in geräuschvollen oder lauten Umgebungen anzuwenden, z.B. Einstellen der Gesamtverstärkung durch Lautstärkeregelung, Einstellen des Frequenzverhaltens oder -gangs, oder einfach Entfernen der Hörhilfe. In neuartigeren Hörhilfen wurden Rauschunterdrückungstechniken verwendet, die beispielsweise auf der Modifizierung der Niederfrequenzverstärkung in Antwort auf Rauschen basieren. Typischerweise waren diese Strategien bzw. Methoden und Techniken jedoch nicht in der Lage, einen gewünschten Rauschunterdrückungsgrad zu erreichen.

In vielen kommerziell erhältlichen Hörhilfen werden außerdem durch akustische Rückkopplung Störungen, Klingel- und Quietschgeräusche verursacht. Diese Rückkopplung wird durch die Rückübertragung eines Teils des durch den akustischen

Ausgangssignalwandler der Hörhilfe emittierten Tons oder Schalls zum Eingangsmikrofons verursacht. Eine solche akustische Rückkopplung kann sich über oder um ein zum Halten des Signalwandlers verwendetes Ohrstück ausbreiten.

Bei einer praktischen Ohr-Hörhilfenstruktur wird nicht nur das Rauschen und die Rückkopplung reduziert, sondern müssen auch die durch herkömmliche kommerzielle Hörhilfenstrukturen vorgegebenen Beschränkungen hinsichtlich der Leistung, der Größe und der Unterbringung oder Anordnung des Mikrofons berücksichtigt werden. Obwohl leistungsstarke digitale Signalverarbeitungstechniken verfügbar sind, sind dafür ein großer Platzbedarf und eine große Leistung für die Hardware der Hörhilfe bzw. die Verarbeitungszeit der Software erforderlich. Durch die Miniaturabmessungen von Hörhilfen sind der Platz und die Leistung streng begrenzt, die für eine geeignete Rausch- und Rückkopplungsunterdrückung erforderlich sein können.

Ein Verfahren zum Eliminieren der durch Rausch- und Rückkopplungsinterferenzen verursachten Störungen beinhaltet die Verwendung adaptiver Filtertechniken. Das Frequenzverhalten bzw. der Frequenzgang des adaptiven Filters kann derart sein, daß er ausreichend schnell selbstabgleichend ist, um statistische "stationäre" (d.h. sich langsam ändernde) Rauschkomponenten aus dem Eingangssignal zu entfernen. Durch eine adaptive Interferenzunterdrückungsschaltung wird stationäres Rauschen über das gesamte Frequenzspektrum eliminiert, wobei Frequenzen von Rauschsignalen mit hoher Energie stärker unterdrückt werden. Untergrundrauschen konzentriert sich jedoch tendentiell bei niedrigeren Frequenzen, in den meisten Fällen unterhalb von 1000 Hertz.

Ähnlicherweise werden unerwünschte Rückkopplungsoberschwingungen tendentiell im Bereich von 3000 bis 5000 Hertz erzeugt, wo die Verstärkung im Rückkopplungsweg von Audiosy-

stemen tendentiell am größten ist. Wenn die Verstärkung des Systems zunimmt, wird durch die durch Rückkopplungsüberschwingungen induzierte Störung dem hörbaren Schall ein metallischer Ton beigemischt. Die Störung ist aufgrund der relativ geringeren Verstärkung im Rückkopplungsweg bei Frequenzen unterhalb von 3000 Hertz weniger ausgeprägt.

Obwohl die Untergrundrausch- und Rückkopplungsenergie in spezifischen Spektralbereichen konzentriert sind, arbeiten adaptive Rauschfilter im allgemeinen über die gesamte Bandbreite der Hörhilfe. Adaptive Rauschfilter berechnen typischerweise einen Schätzwert des Rauschsignals durch geeignetes Einstellen der Gewichtungsparmeter eines digitalen Filters gemäß einem LMS- (Methode der kleinsten Fehlerquadrate) Algorithmus und verwenden dann den Schätzwert zum Minimieren des Rauschsignals. Zwischen dem mittleren quadratischen Fehler und den N Gewichtungswerten des adaptiven Filters besteht eine quadratische Beziehung. Um den mittleren quadratischen Fehler zu minimieren, werden die Gewichte gemäß dem negativen Gradienten einer Fehleroberfläche modifiziert, die durch Darstellen des mittleren quadratischen Fehlers als Funktion jedes der N Gewichte in N Dimensionen erhalten wird. Jedes Gewicht wird dann aktualisiert durch (i) Berechnen eines Schätzwertes des Gradienten, (ii) Skalieren des Schätzwertes durch eine adaptive Lernkonstante μ in einer Skalierungseinrichtung, und (iii) Subtrahieren dieses Wertes vom vorangehenden Gewichtungswert.

In der EP-A-0342782 wird ein Beispiel einer für eine Hörhilfe geeigneten Rückkopplungsunterdrückungsschaltung mit einer adaptiven Filterfunktion beschrieben. Die Rückkopplungsunterdrückungsschaltung verwendet ein injiziertes pseudozufälliges Rauschsignal, das sowohl dem adaptiven Filter zugeführt als auch in die Ausgangsschaltung der Hörhilfe injiziert wird, wo es über den Rückkopplungsweg zurückgekopp-

pelt wird. Diese Rückkopplungsunterdrückungsschaltung arbeitet über die gesamte Bandbreite der Hörhilfe.

Durch den Vollfrequenzmodus der Einstellung bzw. des Abgleichs wird das Rausch- und Rückkopplungsunterdrückungsvermögen des Filters tendentiell zu Frequenzen mit höherer Signalenergie hin asymmetrisch, wodurch der LMS-Schätzwert der Energie durch das adaptive Filter minimiert wird. Der Parametersatz, zu dem das adaptive Filter hin konvergiert, wenn das volle Rauschspektrum ausgewertet wird, führt zu einer weniger als gewünschten Unterdrückung über das Frequenzband von Interesse. Eine solche "unvollständige" Konvergenz führt dazu, daß die Rausch- und Rückkopplungsunterdrückungsressourcen des adaptiven Filters über den betrachteten Spektralbereich nicht effektiv konzentriert sind.

Daher besteht auf dem Fachgebiet ein Bedarf für ein adaptives Filtersystem, in dem das Rausch- oder Rückkopplungsunterdrückungsvermögen in einem ausgewählten Frequenzband fokussiert ist.

Zusammengefaßt weist die erfindungsgemäße Hörprothese eine Rausch- und Rückkopplungsunterdrückungsvorrichtung zum Verarbeiten eines Audio-Eingangssignals mit einer gewünschten Komponente und einer unerwünschten Komponente auf. Wenn die erfindungsgemäße Hörprothese so implementiert ist, daß sie eine Rauschunterdrückung ausführt, weist sie ein mit dem Eingangssignal betrieblich gekoppeltes erstes Filter auf. Das erste Filter erzeugt ein Referenzsignal durch selektives Durchlassen eines Audiospektrums des Eingangssignals, das primär die unerwünschte Komponente enthält. Das Referenzsignal wird einem adaptiven Filter zugeführt, der das Eingangssignal filtert, um ein Ausgangssignal des adaptiven Filters zu erzeugen. Eine mit dem Eingangssignal und dem Ausgangssignal des adaptiven Filters betrieblich gekoppelte Kombiniereinrichtung verwendet das Ausgangssignal des adap-

tiven Filters, um die unerwünschte Komponente im Eingangssignal zu unterdrücken und ein Fehlersignal zu erzeugen. Die Rauschunterdrückungsvorrichtung der Hörprothese weist ferner ein zweites Filter zum selektiven Durchlassen eines Audiospektrums des Fehlersignals zum adaptiven Filter auf, das das Spektrum der unerwünschten Komponente des Eingangssignals enthält. Durch diese Unterdrückung wird die unerwünschte Komponente effektiv aus dem Eingangssignal entfernt, ohne daß die gewünschte Komponente des Eingangssignals wesentlich beeinflußt wird.

Wenn die erfindungsgemäße Hörprothese eine Rückkopplungsunterdrückungsfunktion aufweist, weist sie eine mit einem Eingangssignal und einem Ausgangssignal eines adaptiven Filters gekoppelte Kombiniereinrichtung auf. Die Kombiniereinrichtung verwendet das Ausgangssignal des adaptiven Filters, um die Rückkopplungskomponente des Eingangssignals zu unterdrücken und einem Signalprozessor der Hörhilfe ein Fehlersignal zuzuführen. Die Rückkopplungsunterdrückungsschaltung weist außerdem ein Fehlerfilter zum selektiven Durchlassen eines Rückkopplungsspektrums des Fehlersignals zum adaptiven Filter auf. Ein Referenzfilter führt durch selektives Durchlassen des Rückkopplungsspektrums des Rauschsignals dem adaptiven Filter ein Referenzsignal zu, wobei das Ausgangssignal des adaptiven Filters in Antwort auf das Referenzsignal synthetisiert wird.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform wird ein Rauschondensignal in den Ausgangssignalweg der Rückkopplungsunterdrückungsschaltung eingefügt oder eingekoppelt, um eine Rückkopplungsquelle bereitzustellen, während in der Audioumgebung der Schaltung ein geringer Anteil des unerwünschten Rückkopplungssignals enthalten ist. Das Rauschondensignal kann auch direkt dem adaptiven Filter zugeführt werden, um die Konvergenz des adaptiven Filters zu unterstützen.

Wahlweise kann an Stelle einer Eingangssignalverzögerungsschaltung der Rauschunterdrückungsschaltung oder an Stelle des Rauschsondensignals in der Rückkopplungsunterdrückungsschaltung ein zweites Mikrofon angeordnet sein.

Weitere Aufgaben und Merkmale der Erfindung werden anhand der nachfolgenden ausführlichen Beschreibung und der beigefügten Patentansprüche in Verbindung mit den Zeichnungen verdeutlicht; es zeigen:

Figur 1 eine vereinfachte Blockdiagrammdarstellung einer Rauschunterdrückungsvorrichtung einer erfindungsgemäßen Hörprothese;

Figur 2 eine detaillierte Blockdiagrammdarstellung der Rauschunterdrückungsvorrichtung der erfindungsgemäßen Hörprothese;

Figur 3 ein Ablaufdiagramm zum Darstellen der Weise, auf die aufeinanderfolgende Eingangsabtastwerte oder -Samples der Rauschunterdrückungsschaltung durch eine Verzögerungsleitung für eine Verzögerung um J Abtastwerte verzögert werden;

Figur 4 ein Ablaufdiagramm zum Darstellen der Weise, auf die eine FIR-Implementierung eines Formungsfilters einen durch die Verzögerungsleitung für eine Verzögerung um J Abtastwerte erzeugten Strom verzögerter Eingangssignalabtastwerte verarbeitet;

Figur 5 ein Ablaufdiagramm zum Darstellen der Verarbeitung, durch die ein adaptives Signal mit einem Strom von Abtastwerten $y(n)$ durch ein adaptives Filter synthetisiert wird;

Figur 6 eine schematische Blockdiagrammdarstellung eines mit dem adaptiven Filter gekoppelten optionalen nachgeschalteten Filternetzes;

Figur 7 ein Toplevel-Ablaufdiagramm zum Beschreiben einer Operation oder Arbeitsweise der Rauschunterdrückungsvorrichtung der erfindungsgemäßen Hörprothese;

Figur 8 eine Blockdiagrammdarstellung der Rückkopplungsunterdrückungsvorrichtung der erfindungsgemäßen Hörprothese;

Figur 9 ein Blockdiagramm einer mit zwei Mikrofonen ausgestatteten Ausführungsform der Rauschunterdrückungsvorrichtung der erfindungsgemäßen Hörprothese; und

Figur 10 ein Blockdiagramm einer mit zwei Mikrofonen ausgestatteten Ausführungsform der Rückkopplungsunterdrückungsvorrichtung der erfindungsgemäßen Hörprothese.

In den erfindungsgemäßen Rausch- und Rückkopplungsunterdrückungsschaltungen werden die darin angeordneten adaptiven Filtersysteme über bestimmte Frequenzbänder von Interesse fokussiert. Auf diese Weise wird das adaptive Filtervermögen auf eine vordefinierte Weise konzentriert, wodurch eine bessere Konvergenz des adaptiven Filters in den betreffenden Rausch- und Rückkopplungsbändern ermöglicht wird. Durch die vorliegende Erfindung werden Filterressourcen auf diese Weise durch Verwendung von Formungsfiltern fokussiert, die dazu geeignet sind, Energie von spezifischen Spektralbändern selektiv zum in jeder Schaltung angeordneten adaptiven Filter zu übertragen.

Rauschunterdrückungsschaltung

Gemäß Figur 1 verwendet eine Rauschunterdrückungsschaltung 100 zur Verwendung in einer Hörprothese, z.B. einer Hörhilfe, ein Zeitbereichsverfahren zum Fokussieren der Bandbreite, über die unerwünschte Rauschenergie unterdrückt werden soll. Wie nachstehend ausführlicher beschrieben wird, wird das Rauscheliminierungsband eines adaptiven Filters 110

durch selektives Vorfiltern von dem adaptiven Filter 110 zugeführten Referenz- und Fehlereingangssignalen definiert.

Die Rauschunterdrückungsschaltung 100 weist einen Eingang 120 auf, der eine beliebige herkömmliche Quelle eines Hörhilfeneingangssignals darstellen kann, z.B. eines durch ein Mikrofon, einen Signalprozessor oder eine ähnliche Einrichtung erzeugten Signals. Der Eingang 120 weist außerdem einen Analog-Digital- (A/D-) Wandler (nicht dargestellt) für analoge Eingangssignale auf, so daß das Eingangssignal 140 ein digitales Signal ist. Das Eingangssignal 140 wird durch eine Verzögerungsschaltung 160 für eine Verzögerung um J Abtastwerte und eine Signalkombiniereinrichtung 280 empfangen. Die Verzögerungsschaltung 160 dient dazu, ein dem adaptiven Filter 110 zugeführtes verzögertes Eingangssignal 250 bezüglich des Eingangssignals 140 zeitlich zu dekorrelieren. Die durch die Verzögerungsschaltung 160 aufgeprägte Verzögerung wird im allgemeinen so ausgewählt, daß während der Zeitdauer der Verzögerung die Autokorellation zwischen der Rauschenergie im Eingangssignal 140 und im verzögerten Eingangssignal 250 erhalten bleibt, wodurch die Autokorrelation der Sprachenergie in den beiden Signalen wesentlich reduziert wird. Insbesondere wird die durch die Verzögerungsschaltung 160 aufgeprägte Verzögerung vorzugsweise ausreichend lang sein, um die Autokorrelation der Sprachenergie im Eingangssignal 140 und im verzögerten Eingangssignal 250 zu reduzieren, so daß durch die adaptive Filterverarbeitung eine minimale Sprachunterdrückung verursacht wird. Beispielsweise führt bei einer Abtastrate von 10 kHz eine Verzögerung von 8 Abtastwerten zu einer akzeptierbaren Zeitverzögerung von 800 μ s. Außerdem wird durch eine solche Verzögerung vermutlich die Autokorrelation zwischen der Rauschenergie im Eingangssignal 140 und im verzögerten Eingangssignal 250 in dem Maß

beibehalten, das erforderlich ist, um einen geeigneten Rauschunterdrückungsgrad zu erhalten.

Bei einer alternativen Implementierung der in Figur 9 dargestellten Rauschunterdrückungsschaltung wird an Stelle der Verzögerungsschaltung 160 ein zweites Mikrofon 161 verwendet, um das Referenzsignal 250 bereitzustellen. Das zweite Mikrofon 161 wird vorzugsweise so angeordnet, daß es nur Rauschenergie der Umgebung und in minimalem Maß hörbare Sprache empfängt. Auf diese Weise wird die abgetastete Version des durch das zweite Mikrofon 161 erzeugten elektrischen Signals mit der im abgetasteten Eingangssignal 140 enthaltenen Sprachinformation im wesentlichen unkorreliert sein, so daß verhindert wird, daß während der adaptiven Filterverarbeitung eine wesentliche Sprachunterdrückung auftritt. Das Mikrofon 120 und das zweite Mikrofon 161 werden jedoch typischerweise innerhalb des gleichen Rauschfeldes angeordnet sein, so daß mindestens ein gewisser Korrelationsgrad zwischen der Rauschenergie im Eingangssignal 140 und im durch das zweite Mikrofon 161 bereitgestellten Referenzsignal 250 existiert.

Gemäß den Figuren 1 und 9 wird das (bezüglich Figur 1) verzögerte Eingangssignal 250 auch dem Referenzformungsfilter 270 zugeführt, das dazu geeignet ist, dem adaptiven Filter 110 ein fokussiertes Referenzsignal 275 zuzuführen. Das Referenzformungsfilter 270 ist vorzugsweise ein FIR- (finite impulse response) Filter mit einer Übertragungscharakteristik oder -kennlinie, die ein Rauschspektrum durchläßt, das aus dem Eingangssignal 140 entfernt werden soll, jedoch den größten Teil des Sprachspektrums von Interesse nicht durchläßt. Geräusche von Maschinen und andere unangenehme Hintergrundgeräusche sind häufig bei Frequenzen von weniger als 100 Hertz konzentriert, während der größte Teil der Sprachenergie bei höheren hörbaren Frequenzen auftritt. Daher wird

das Referenzformungsfilter 270 vorzugsweise ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von weniger als beispielsweise mehreren hundert Hertz sein. Wenn eine FIR-Implementierung verwendet wird, können die im Referenzformungsfilter 270 vorgesehenen Abgriffgewichte aus bekannten FIR-Filterkonstruktionstechniken durch Spezifizieren der gewünschten Tiefpaß-Grenzfrequenz bestimmt werden. Vergl. z.B. US-Patent-Nr. 4658426, Chabries et al., mit dem Titel "Adaptive Noise Suppressor".

Gemäß Figur 1 wird der Signalkombiniereinrichtung 280 ein durch das adaptive Filter 110 synthetisiertes adaptiertes oder adaptives Signal 290 zugeführt. Das adaptive Signal 290, das die Rauschkomponente des Eingangssignals 140 darstellt, wird durch die Kombiniereinrichtung 280 vom Eingangssignal 140 subtrahiert, um dem Signalprozessor 300 ein gewünschtes Ausgangssignal 295 zuzuführen. Der Signalprozessor 300 weist vorzugsweise eine gefilterte Verstärkerschaltung auf, die dazu geeignet ist, die Signalenergie in einem vorgegebenen Audiofrequenzband zu erhöhen. Insbesondere kann der Signalprozessor 300 durch eine oder mehrere herkömmlich erhältliche Signalverarbeitungsschaltungen realisiert werden, die zum Verarbeiten digitaler Signale in Hörhilfen geeignet sind. Beispielsweise kann der Signalprozessor 300 die im US-Patent Nr. 4548082 von Engebretson et al. beschriebene Filterbegrenzungsstruktur aufweisen. Nachdem das gewünschte Ausgangssignal 295 den Signalprozessor 300 durchlaufen hat, wandelt ein Digital-Analog- (D/A-) Wandler 305 das erhaltene Signal 302 in ein Analogsignal 307 um. Das Analogsignal 307 steuert einen Ausgangssignalwandler oder -transducer 308, der dazu geeignet ist, in Antwort auf das empfangene Signal eine akustische Wellenform zu erzeugen.

Das gewünschte Ausgangssignal 295 wird außerdem einem Fehlerformungsfilter 310 mit einem Durchlaßbereich zuge-

führt, der so gewählt ist, daß der spektrale Rauschbereich durchgelassen wird, der vom Eingangssignal 140 entfernt werden soll. Das Fehlerformungsfilter 310 ist vorzugsweise ein FIR- (finite impulse response) Filter mit einer Übertragungscharakteristik oder -kennlinie, gemäß der ein vom Eingangssignal 140 zu entfernendes Rauschspektrum durchgelassen wird, der größte Teil des Sprachspektrums von Interesse jedoch nicht durchgelassen wird. Daher wird das Fehlerformungsfilter 310 vorzugsweise ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz sein, die derjenigen des Referenzformungsfilters 270 im wesentlichen gleich ist (d.h. weniger als mehrere hundert Hertz beträgt).

Die Rauschunterdrückungsschaltung 100 ist in der Blockdiagrammdarstellung von Figur 2 ausführlicher dargestellt. Gemäß Figur 2 werden Abtastwerte $x(n)$ des Eingangssignals 140 anfangs durch Verarbeiten der Signale durch die Verzögerungsschaltung 160 für eine Verzögerung um J Abtastwerte verzögert. Die durch $x(n-J)$ bezeichneten Abtastwerte des verzögerten Eingangssignals 250 werden dann durch das Referenzformungsfilter 270 weiterverarbeitet. Wie nachstehend ausführlicher beschrieben wird, werden der erhaltene Strom von Abtastwerten $U_w(n)$ des fokussierten Referenzsignals 275 zusammen mit dem während des vorangehenden Zyklus des adaptiven Filters 110 gewichteten Fehlersignal $e_w(n)$ des gefilterten Fehlerstroms 350 verwendet, um Abgriffgewichte $h(n)$ im adaptiven Filter 110 zu aktualisieren.

Nach einer Modifizierung der adaptiven Gewichte $h(n)$ verarbeitet das adaptive Filter 110 die Abtastwerte $x(n-J)$, um ein adaptiertes oder adaptives Signal 290 zu erzeugen. Auf diese Weise wird das adaptive Signal 290 der Kombiniereinrichtung 280 zugänglich gemacht, die das gewünschte Ausgangssignal 295 durch Subtrahieren von Abtastwerten des adaptiven Signals 290 von Abtastwerten $x(n)$ des Eingangs-

signals 140 erzeugt. Das gewünschte Ausgangssignal 295 wird dann dem Fehlerformungsfilter 310 zugeführt, um die Abtastwerte $e_w(n)$ des gefilterten Fehlerstroms 350 berechnen zu können, die während des nächsten Verarbeitungszyklus des adaptiven Filters 110 verwendet werden sollen.

Nachstehend wird die Arbeitsweise der Rauschunterdrückungsschaltung 100 unter Bezug auf die Signalablaufdiagramme der Figuren 3, 4, 5 und 6 ausführlicher beschrieben. Figur 3 zeigt die Weise, auf die aufeinanderfolgende Abtastwerte des Eingangssignals 140 durch die Verzögerungsschaltung 160 für eine Verzögerung um J Abtastwerte verzögert werden. Die Verzögerungsschaltung 160 für eine Verzögerung um J Abtastwerte ist vorzugsweise als seriellles Schieberegister implementiert, das Abtastwerte des Eingangssignals 140 empfängt und jeden empfangenen Abtastwert nach J Abtastperioden ausgibt. Wie in Figur 3 dargestellt, wird während jeder Abtastperiode der im Schieberegister gehaltene "älteste" Abtastwert $x(J)$ der aktuelle Abtastwert des verzögerten Eingangssignals 250. Die übrigen Werte $x(i)$ werden dann um einen Abgriff im Filter verschoben. Der aktuelle Abtastwert des Eingangssignals 140 wird als Wert $x(1)$ gespeichert.

Figur 4 zeigt ein Ablaufdiagramm zum Darstellen der Weise, auf die eine FIR-Implementierung des Referenzformungsfilters 270 den Abtastwertstrom des verzögerten Eingangssignals 250 unter Verwendung einer Reihe von Abgriffpositionen verarbeitet. Gemäß Figur 4 wird während jeder Abtastperiode ein erster Verarbeitungszyklus verwendet, um die vorhandenen Daten $y(i)$ im Referenzformungsfilter 270 um eine Abgriffposition zu verschieben. Typischerweise sind benachbarte Abgriffpositionen des Referenzformungsfilters 270 um eine Verzögerungseinheit (in Figur 2 durch " z^{-1} " bezeichnet) getrennt. Der aktuelle Abtastwert des verzögerten Eingangssignals 250 wird in der ersten Abgriffposition $y(1)$ des Re-

ferenzformungsfilters 270 angeordnet. Dieser erste Verarbeitungszyklus gleicht im wesentlichen der Aktualisierungsverarbeitung für die vorstehend unter Bezug auf Figur 3 beschriebene Verzögerungsschaltung 160 für eine Verzögerung um J Abtastwerte.

Gemäß den Figuren 2 und 4 wird jeder Filterabtastwert $y(i)$ während eines zweiten Zyklus innerhalb der Abtastperiode mit einem festen Abgriffgewicht $a(i)$ multipliziert, dessen Wert gemäß herkömmlichen FIR-Filterkonstruktionstechniken festgelegt ist. Die Ergebnisse der Abgriffgewichtmultiplikationen werden durch eine Addiereinrichtung 340 mit M Eingängen addiert, die das dem adaptiven Filter 110 zugeführte fokussierte Referenzsignal 275 erzeugt.

Figur 5 zeigt ein Ablaufdiagramm zum Darstellen der Verarbeitung, durch die der Strom von Abtastwerten $y(n)$ (vorstehend unter Bezug auf Figur 2 definiert) durch das adaptive Filter 110 synthetisiert wird. Während eines ersten Zyklus 342 innerhalb jeder Abtastperiode wird der aktuelle Abtastwert des fokussierten Referenzsignals 275 als adaptiver Eingangssignal-Abtastwert $u_w(1)$ in das adaptive Filter 110 geschoben, wobei der tiefergestellte Index w die durch das Referenzformungsfilter 270 erhaltene "spektral gewichtete" Formung bezeichnet. Die vorangehenden $N-1$ Referenzsignal-Abtastwerte sind durch $u_w(2)$, $u_w(3)$, ... $u_w(N)$ bezeichnet und werden jeweils um eine Abgriffposition im adaptiven Filter 110 verschoben, wenn der Abtastwert $u_w(1)$ hereingeschoben wird. Wenn dieser Ausrichtungsprozess einmal stattgefunden hat, wird ein zweiter Zyklus 344 eingeleitet, in dem adaptive Gewichte $h(1)$, $h(2)$, ... $h(N)$ gemäß dem aktuellen Wert e_w des gefilterten Fehlerstroms 350 modifiziert werden. Wie nachstehend ausführlicher erläutert wird, wird

dieser Aktualisierungsprozeß gemäß der folgenden Rekursionsformel ausgeführt:

$$h(i)_{\text{NEW}} = h(i)_{\text{OLD}}(1-\beta) + \mu u_w(i) e_w \quad (\text{Gleichung 1})$$

wobei (i) die i-te Komponente des adaptiven Filters 110, μ eine Adaptionkonstante zum Darstellen der Konvergenzrate des adaptiven Filters 110 und β eine reelle Zahl zwischen null und eins darstellen. Der Wert μ wird vorzugsweise auf herkömmliche Weise so gewählt, daß das adaptive Filter 110 mit einer geeigneten Rate oder Geschwindigkeit konvergiert, jedoch für kleine Änderungen des Leistungsspektrums des Eingangssignals 140 nicht überempfindlich ist.

In einem dritten Zyklus 346 werden die verzögerten Abtastwerte $x(n-J-i+1)$ in der N-Abgriff-Verzögerungsleitung des adaptiven Filters 110 um eine Abgriffposition verschoben, und in einem vierten Zyklus 348 werden die aktualisierten adaptiven Filtergewichte $h(i)$ mit den verzögerten Abtastwerten $x(n-J-i+1)$ multipliziert und addiert, um den aktuellen Abtastwert des adaptiven Signals 290 als Ausgangssignal des adaptiven Filters 110 zu erzeugen. Der Index " $n-J-i+1$ " für die verzögerten Abtastwerte bezeichnet die der Verzögerungsschaltung 160 für eine Verzögerung um J Abtastwerte zugeordnete Verzögerung um J Abtastwertperioden plus die dem adaptiven Filter 110 zugeordnete Verzögerung.

Die vorstehende Gleichung (1) basiert auf einem "leaky-LMS"-Fehlerminimierungsalgorithmus, der Fachleuten bekannt ist und in Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall (1986), S. 261 näher beschrieben ist. Durch die Wahl dieses Abgleichalgorithmus können die Filterkoeffizienten des adaptiven Filters 110 bei Abwesenheit des Eingangssignals auf null abgeglichen werden. Auf diese Weise wird verhindert, daß das adaptive Filter 110 sich selbst abgleicht, um Kompo-

nenten aus dem Eingangssignal 140 zu entfernen, die nicht im Durchlaßbereich des Referenzformungsfilters 270 und des Fehlerformungsfilters 310 enthalten sind. Für Fachleute ist ersichtlich, daß innerhalb des Schutzzumfangs der Erfindung andere adaptive Filter und Algorithmen verwendet werden könnten. Beispielsweise kann ein herkömmlicher LMS-Algorithmus, wie beispielsweise von Widrow et al., Adaptive Noise Cancelling Principles and Applications, Proceedings of the IEEE, 63(12), 1692-1716, (1975) beschrieben, in Verbindung mit einem in Figur 6 dargestellten nachgeschalteten Tiefpaßfilternetz 380 verwendet werden. Das Filternetz 380 dient dazu, die Wahrscheinlichkeit zu minimieren, daß Filtercharakteristiken basierend auf Informationen entwickelt werden, die im Frequenzspektrum außerhalb des Durchlaßbereichs des Referenzformungsfilters 270 und des Fehlerformungsfilters 310 enthalten sind.

Wie in Figur 6 dargestellt ist, weist das Filternetz 380 ein durch ein adaptives Signal 290 adressiertes Tiefpaßfilter 390 auf. Das Tiefpaßfilter 390 weist vorzugsweise eine Tiefpaßübertragungscharakteristik oder -kennlinie auf, die derjenigen des Referenzformungsfilters 270 und des Fehlerformungsfilters 310 im wesentlichen ähnlich ist. Das Filternetz 380 weist außerdem eine mit dem Eingangssignal 140 gekoppelte Verzögerungsschaltung 410 für eine Verzögerung um K Abtastwerte zum Bereitstellen einer der Verzögerung des Tiefpaßfilters 390 gleichen Verzögerung auf. Ein Addierglied 420 subtrahiert das Ausgangssignal des Tiefpaßfilters 390 von demjenigen der Verzögerungsschaltung 410 für eine Verzögerung um K Abtastwerte und führt die Differenz einem Signalprozessor 300 zu.

In herkömmlichen adaptiven Filterverfahren, in denen eine Form des LMS-Algorithmus verwendet wird, werden die Koeffizienten des adaptiven Filters aktualisiert, um den Er-

wartungswert der quadrierten Differenz zwischen den Eingangs- und Referenzsignalen über die gesamte Systembandbreite zu minimieren. Das erfindungsgemäße Referenzformungsformungsfilter 270 und das Fehlerformungsfilter 310 konzentrieren oder fokussieren dagegen die adaptive Unterdrückung auf einen gewünschten Spektralbereich. Insbesondere sind das Referenzformungsfilter 270 und das Fehlerformungsfilter 310 FIR-Spektralformungsfilter M-ter Ordnung und können durch einen Koeffizientenvektor W dargestellt werden:

$$W = [w(1), w(2), \dots, w(M)]^T, \quad [\text{Gleichung 2}]$$

wobei T die Vektortransponierte bezeichnet. Die Differenz zwischen dem Strom von Abtastwerten $x(n)$ vom Eingangssignal 140 und dem Strom von Abtastwerten $y(n)$ vom adaptiven Signal 290 kann durch einen Fehlervektor $E(n)$ dargestellt werden, wobei

$$E(n) = [e(n), e(n-1), \dots, e(n-M+1)]^T \quad [\text{Gleichung 2}]$$

ist, der den Satz von in der Verzögerungsleitung 420 des Fehlerformungsfilters 310 gespeicherten Fehlerwerten darstellt. Der gefilterte Fehlerstrom 350 (Figur 2) wird spektral gewichtet, und das zu minimierende erwartete mittlere Fehlerquadrat davon ist gegeben durch:

$$e_w(n) = [W]^T \cdot E(n). \quad (\text{Gleichung 4})$$

Der Koeffizientenvektor $H = [h(1), h(2), \dots, h(N)]$ des adaptiven Filters 110, der den Erwartungswert des Quadrats von Gleichung 4 minimiert, kann dargestellt werden durch

$$H = E\{[U_w(n) \cdot [U_w(n)]^T]^{-1} \cdot E\{x_w(n) \cdot U_w(n)\}, \quad (\text{Gleichung 5})$$

wobei $x_w(n)$ eine gewichtete Summe der Abtastwerte des Eingangssignals 140 ist, die definiert ist durch:

$$x_w(n) = [W]^T \cdot X(n), \quad (\text{Gleichung 6})$$

wobei

$$X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T \quad (\text{Gleichung 7})$$

ist. In Gleichung 5 bezeichnet $U_w(n)$ den Vektor der spektral gewichteten Abtastwerte des fokussierten Referenzsignals 275, wobei

$$U_w(n) = [u_w(n), u_w(n-1), \dots, u_w(n-N+1)]^T \quad (\text{Gleichung 8})$$

und

$$u_w(n) = [W]^T \cdot U(n) \quad (\text{Gleichung 9})$$

ist, wobei $U(n)$ den Strom von Abtastwerten vom verzögerten Eingangssignal 250 darstellt.

Die Gleichungen 2 bis 9 beschreiben die im spektral gewichteten LMS-Aktualisierungsalgorithmus von Gleichung 1 enthaltenen Parameter. Die adaptiven Gewichte $h(i)$ des adaptiven Filters 110 werden in jeder Abtastperiode durch Skalierungsblöcke 450 (Figur 2) mit dem Faktor B modifiziert, wobei $B = 1 - \beta$ ist, um den durch Gleichung 1 gegebenen leaky-LMS-Algorithmus zu implementieren.

Der primäre Signalverarbeitungspfad, der den Eingang 120 sowie den Signalprozessor 300 und den Ausgangssignalswandler 308 aufweist, ist mit Ausnahme des Vorhandenseins der Signalkombiniereinrichtung 280 nicht unterbrochen. D.h., die Referenz- und Fehlerzeitsequenzen für das adaptive Filter 110 werden geformt, ohne daß der primäre Signalverarbeitungspfad verfälscht wird, wobei in der Implementierung herkömmlicher frequenzgewichteter Rauschunterdrückungsverfahren typischerweise Gewichtungsfiler mit begrenzter Präzision verwendet werden.

Figur 7 zeigt ein Toplevel-Ablaufdiagramm zum Beschreiben der Arbeitsweise der Rauschunterdrückungsschaltung 100. In der folgenden Diskussion bezeichnet der Ausdruck "Ausführen", daß eine der unter Bezug auf die Figuren 3, 4 und 5 beschriebenen Arbeitsabläufe ausgeführt wird, um die entsprechende Funktion zu implementieren. Gemäß den Figuren 2 und 7 wird der aktuelle Abtastwert des Eingangssignals 140

durch Verarbeiten des Signals durch die Verzögerungsschaltung 160 für eine Verzögerung um J Abtastwerte anfangs verzögert (1710). Die Abtastwerte des verzögerten Eingangssignals 250 werden dann durch das Referenzformungsfilter 270 weiterverarbeitet (1720). Der erhaltene Strom von Abtastwerten des fokussierten Referenzsignals 275 ermöglicht in Verbindung mit dem gewichteten Fehlersignal des gefilterten Fehlerstroms 350, das während des vorangehenden Zyklus des adaptiven Filters 110 berechnet wurde, die Ausführung der Routine zum Aktualisieren der adaptiven Gewichte (1730).

Wie in Figur 7 dargestellt ist, verarbeitet das adaptive Filter 110 nach der Modifizierung der adaptiven Gewichte das verzögerte Eingangssignal 250, um das adaptive Signal 290 zu erzeugen (1740). Auf diese Weise wird das adaptive Signal 290 der Kombiniereinrichtung 280 zugänglich gemacht, die das gewünschte Ausgangssignal 295 durch Subtrahieren des adaptiven Signals 290 vom Eingangssignal 140 erzeugt (1750). Das gewünschte Ausgangssignal 295 wird dann dem Fehlerformungsfilter 310 zugeführt, um die Berechnung des während des nächsten Verarbeitungszyklus des adaptiven Filters 110 zu verwendenden gefilterten Fehlerstroms 350 zu ermöglichen (1760). Die unter Bezug auf Figur 7 beschriebene Verarbeitung wird während jeder Abtastperiode ausgeführt, wobei zu diesem Zeitpunkt durch den Eingang 120 ein neuer Abtastwert des Eingangssignals 140 bereitgestellt und dem Signalprozessor 300 ein neues gewünschtes Ausgangssignal 295 zugeführt wird.

Rückkopplungsunterdrückungsschaltung

Figur 8 zeigt eine Rückkopplungsunterdrückungsschaltung 500 einer erfindungsgemäßen Hörprothese. Die Rückkopplungsunterdrückungsschaltung 500 verwendet ein Zeitbereichsverfahren, um den durch die unerwünschte Rückkopplungsenergie er-

haltenen Anteil in ankommenden Audio-Eingangssignalen wesentlich zu unterdrücken. Wie nachstehend ausführlicher beschrieben wird, wird das Rückkopplungsunterdrückungsband des in der Rückkopplungsunterdrückungsschaltung 500 angeordneten adaptiven Filters 510 durch selektives Vorfiltern des gefilterten Referenzrauschsignals 740 und des gefilterten Fehler-signals 645 definiert, die dem adaptiven Filter 510 zugeführt werden. Durch diese Signalformung wird das Rückkopplungsunterdrückungsvermögen der Schaltung auf das Frequenzband von Interesse (z.B. 3 bis 5 kHz) konzentriert oder fokussiert, wodurch die Ressourcen des adaptiven Filters 510 effektiv ausgenutzt werden. Daher ist verständlich, daß die der Operation der Rückkopplungsunterdrückungsschaltung 500 zugrunde liegenden Prinzipien denen der in Figur 1 dargestellten Rauschunterdrückungsschaltung 100 im wesentlichen ähnlich sind, wobei spezifische Ausführungsformen jeder Schaltung dazu geeignet sind, unerwünschte Signalenergie in verschiedenen Frequenzbändern zu reduzieren.

Gemäß Figur 8 weist die Rückkopplungsunterdrückungsschaltung 500 einen Eingang 520 auf, der eine beliebige herkömmliche Quelle für ein Eingangssignal sein kann, z.B. ein Mikrofon und ein Signalprozessor. Ein im Eingang 520 vorzugsweise angeordnetes Mikrofon (nicht dargestellt) erzeugt ein elektrisches Eingangssignal 530 aus dem Benutzer von außerhalb der Hörhilfe zugeführtem Schall, aus dem ein Ausgangssignal synthetisiert wird, das durch den Ausgangssignalwandler 540 verwendet wird, um ein gefiltertes und verstärktes Schallsignal 545 zu emitieren. Der Eingang 520 weist außerdem einen Analog-Digital- (A/D-) Wandler (nicht dargestellt) auf, so daß das Eingangssignal 530 ein digitales Signal ist. Wie in Figur 8 dargestellt, wird ein Teil des durch den Ausgangssignalwandler 540 emittierten Schallsignals 545 über verschiedene Rückkopplungswege, die allge-

mein durch die Rückkopplungsübertragungsfunktion 550 charakterisiert sind, zum Mikrofon im Eingang 520 zurückgekoppelt. Das Rückkopplungssignal 570 ist eine kombinierte Darstellung der durch den Eingang 520 empfangenen gesamten akustischen Rückkopplungsenergie.

Das durch das adaptive Filter 510 erzeugte adaptive Ausgangssignal 580 wird durch die Eingangssignalkombiniereinrichtung 600 vom Eingangssignal 530 subtrahiert, um ein rückkopplungsunterdrücktes Signal 610 zu erzeugen. Das rückkopplungsunterdrückte Signal 610 wird sowohl einem Signalprozessor 630 als auch einem Fehlerformungsfilter 640 zugeführt. Der Signalprozessor 630 ist vorzugsweise auf die vorstehend unter Bezug auf den Signalprozessor 300 der Rauschunterdrückungsschaltung 100 beschriebene Weise konstruiert. Das Ausgangssignal 635 des Signalprozessors 630 wird an einem Addierglied 650 zu einem durch die Rauschsignalsonde 670 erzeugten Breitbandrauschsignal 690 addiert. Ein durch das Addierglied 650 erzeugtes kombiniertes Ausgangssignal 655 wird einem Digital-Analog-Wandler 720 und dem adaptiven Filter 510 zugeführt. Das Ausgangssignal des Digital-Analog-Wandlers 720 wird dem Ausgangssignalwandler 540 zugeführt.

Die Rauschsignalsonde 670 führt außerdem das Referenzrauschsignal 691 dem Referenzformungsfilter 730 zu, der mit dem adaptiven Filter 510 verbunden ist. Das Breitbandrauschsignal 690 und das durch die Rauschsignalsonde 670 erzeugte Referenzrauschsignal 691 sind vorzugsweise identisch und gewährleisten, daß die adaptive Operation der Rückkopplungsunterdrückungsschaltung 500 während Perioden der Ruhe oder eines minimalen akustischen Eingangssignals aufrechterhalten wird. Insbesondere sollte die Größe oder Amplitude des dem Addierglied 650 zugeführten Breitbandrauschsignals 690 groß genug sein, um zu gewährleisten,

daß mindestens ein Teil der Energie durch den Eingang 520 (als Rückkopplungssignal) empfangen wird, wenn kein anderes Eingangssignal vorhanden ist. Auf diese Weise wird verhindert, daß die Gewichtungskoeffizienten im adaptiven Filter 510 während Perioden eines minimalen Audio-Eingangssignals "fließen" oder "schwimmen" (d.h., es wird verhindert, daß sie zufällig angeordnet werden). Die Rauschsignalsonde 670 kann herkömmlich beispielsweise durch einen Zufallszahlgenerator realisiert werden, der eine statistische oder zufällige Folge erzeugt, die einem im wesentlichen gleichmäßigen Breitbandrauschsignal entspricht. Das Breitbandrauschsignal 690 kann mit einem Pegel unterhalb eines hörbaren Schwellenwertes des Benutzers, normalerweise eines hörgeschädigten Benutzers, bereitgestellt werden, und wird durch Personen mit weniger ernsthaften Hörverlusten als weißes Rauschsignal mit niedrigem Pegel wahrgenommen.

Wenn die Rauschsignalsonde 670 in Betrieb ist, kann im allgemeinen eine schnellere Konvergenz des adaptiven Filters 510 erhalten werden, indem der Hauptsignalpfad durch vorübergehendes Unterbrechen des der Kombiniereinrichtung 650 vom Signalprozessor 630 zugeführten Ausgangssignals unterbrochen wird.

Alternativ kann, wie in Figur 10 dargestellt, an Stelle der Rauschsonde 670 ein zweites Mikrofon 521 verwendet werden, um die Referenzsignale 690 und 691 bereitzustellen. Wie unter Bezug auf Figur 9 diskutiert wurde, wird ein solches zweites Mikrofon 521 vorzugsweise ausreichend weit vom Mikrofon angeordnet, das vorzugsweise im Eingang 520 angeordnet ist, um eine Unterdrückung der Sprachenergie im Eingangssignal 530 zu verhindern.

Gemäß den Figuren 8 und 10 wird das gefilterte Referenzrauschsignal 740, das verwendet wurde, um die Gewichte des adaptiven Filters 510 zu modifizieren, durch Durchlassen

des Referenzrauschsignals 691 durch das Referenzformungsfilter 730 erzeugt. Das Fehlerformungsfilter 640 und das Referenzformungsfilter 730 werden vorzugsweise als FIR- (finite impulse response) Filter mit einer Übertragungscharakteristik oder -kennlinie realisiert, die geeignet ist, ein vom Eingangssignal 530 zu entfernendes Rückkopplungsspektrum (z.B. 3 bis 5 kHz) durchzulassen. Weil die Sprachkomponente des Eingangssignals 530 im Referenzrauschsignal 691 nicht vorhanden ist, wird die Sprachenergie im Eingangssignal 530 bezüglich des adaptiven Ausgangssignals 580 unkorreliert sein, das durch das adaptive Filter 510 vom Referenzrauschsignal 691 synthetisiert wurde. Dadurch wird die Sprachkomponente des Eingangssignals 530 nach der Kombination mit dem adaptiven Ausgangssignal 580 durch die Signalkombiniereinrichtung 600 unabhängig davon, in welchem Maß die Formungsfilter (640 und 730) Signalenergie innerhalb des Frequenzbereichs intelligenter Sprache übertragen, grundsätzlich intakt gehalten. Dadurch können die Übertragungscharakteristiken oder -kennlinien der Formungsfilter (640 und 730) uneingeschränkt ausgewählt werden, um die Rückkopplungsunterdrückungsressourcen der Rückkopplungsunterdrückungsschaltung 500 auf den Spektralbereich zu konzentrieren oder zu fokussieren, in dem die Verstärkung in der Rückkopplungsübertragungsfunktion 550 am größten ist.

Die Rückkopplungsübertragungsfunktion 550 kann durch Übertragen von Rauschsignalenergie von der Position des Ausgangssignalwandlers 540 und Messen der akustischen Wellenform des am Eingang 520 empfangenen Rückkopplungssignals 570 empirisch bestimmt werden.

Alternativ kann die Rückkopplungsübertragungsfunktion 550 analytisch bestimmt werden, wenn hinsichtlich der akustischen Charakteristiken oder Kenngrößen der Umgebung zwischen dem Ausgangssignalwandler 540 und dem Eingang 520 spe-

zifizierte Informationen verfügbar sind. Beispielsweise könnten mit den akustischen Eigenschaften des menschlichen Ohrkanals und der spezifischen physischen Struktur der Hörhilfe in Beziehung stehende Informationen verwendet werden, um die Rückkopplungsübertragungsfunktion 550 analytisch zu bestimmen.

Die vorliegende Erfindung wurde unter Bezug auf wenige spezifische Ausführungsformen beschrieben, und die Beschreibung dient zur Darstellung der Erfindung und soll die Erfindung nicht einschränken. Beispielsweise können von einem LMS-Filteralgorithmus verschiedene Algorithmen verwendet werden, um die in der Rauschunterdrückungsschaltung 100 und in der Rückkopplungsunterdrückungsschaltung 500 angeordneten adaptiven Filter zu steuern. Ähnlicherweise können die Formungsfiler (270, 310, 640 und 730) so abgestimmt oder abgeglichen werden, daß die adaptive Filterfunktion fokussiert wird, um unerwünschte Signalenergie in von den hierin beschriebenen Spektralbereichen verschiedenen Spektralbereichen zu eliminieren.

EP-B-0 579 152
(93 11 1138.9)
K/S HIMPP
u.Z.: EP-5288

P a t e n t a n s p r ü c h e

1. Hörprothese zum Verarbeiten von Schallsignalenergie mit einem Mikrofon (120, 520) zum Erzeugen eines Audio-Eingangssignals (140, 530) in Antwort auf die Schallsignalenergie, wobei das Eingangssignal (140, 530) sowohl eine gewünschte Komponente als auch eine unerwünschte Komponente aufweist; und einem Ausgangssignalwandler (308, 540) zum Emittieren von Schall; gekennzeichnet durch eine erste Filtereinrichtung (270, 730) zum Erzeugen eines Referenzsignals (275, 740); eine mit dem Eingangssignal (140, 530) und mit dem Referenzsignal (275, 740) betrieblich gekoppelte adaptive Filtereinrichtung (110, 510) zum adaptiven Filtern des Eingangssignals (140, 530), um ein Ausgangssignal (290, 580) des adaptiven Filters zu erzeugen; eine mit dem Eingangssignal (140, 530) und mit dem Ausgangssignal (290, 580) des adaptiven Filters betrieblich gekoppelte Kombiniereinrichtung (280, 600) zum Kombinieren des Ausgangssignals (290, 580) des adaptiven Filters mit dem Eingangssignal (140, 530), um die unerwünschte Komponente aus dem Eingangssignal (140, 530) zu entfernen; und eine mit dem Ausgang der Kombiniereinrichtung (280, 600) betrieblich gekoppelte zweite Filtereinrichtung (310, 640) zum selektiven Übertragen eines Audiospektrums (350, 645) eines der unerwünschten Komponente des Eingangssignals (140, 530) entsprechenden Fehlersignals an die adaptive Filtereinrichtung (110, 510); wobei die adaptive Filtereinrichtung (110, 510) gemäß einem Signalfilteralgorithmus gesteuert wird, der sowohl das selektiv übertragene Referenzsignal (275, 740) als auch das selektiv übertragene Fehlersignal (350, 645) verwendet; wobei die Ausgangssignalwandlereinrichtung (308, 540) auf das gewünschte Ausgangssignal (307) an-

spricht; wodurch die unerwünschte Komponente aus dem Eingangssignal (140, 530) effektiv entfernt wird, ohne daß die gewünschte Komponente des Eingangssignals (140, 530) wesentlich beeinflußt wird.

2. Hörprothese nach Anspruch 1, wobei die erste Filtereinrichtung (270) mit dem Eingangssignal (140) betrieblich gekoppelt ist, um das Referenzsignal durch selektives Übertragen eines primär die unerwünschte Komponente enthaltenden Audiospektrums des Eingangssignals (140) zu erzeugen.
3. Hörprothese nach Anspruch 2, ferner mit einer zwischen dem Eingangssignal (140) und der ersten Filtereinrichtung (270) und zwischen dem Eingangssignal (140) und der adaptiven Filtereinrichtung (110, 510) eingefügten Dekorrelationseinrichtung (160) zum Dekorrelieren des Eingangssignals (140) vom Ausgangssignal des adaptiven Filters.
4. Hörprothese nach Anspruch 1, ferner mit einer Meßwertgebereinrichtung (670) zum Erzeugen eines Rauschsignals (690, 691), wobei die erste Filtereinrichtung mit dem Rauschsignal (691) gekoppelt ist, um ein Referenzsignal (740) zu erzeugen, und wobei das Rauschsignal (690) in das Ausgangssignal eingefügt wird.
5. Hörprothese nach Anspruch 1, 2, 3 oder 4, wobei die adaptive Filtereinrichtung (110, 510) ein FIR-Filter ist, das einen Satz von Filterkoeffizienten aufweist, die gemäß Werten des Referenzsignals (275, 740) und dem durch die zweite Filtereinrichtung (310, 640) übertragenen Teil (350, 645) des Fehlersignals (295, 610) gewählt sind, um einen vorgegebenen mittleren quadratischen (LMS-) Fehlerwert zu minimieren.

6. Hörprothese nach Anspruch 1, 2, 3 oder 4, wobei die adaptive Filtereinrichtung ein FIR-Filter mit Filterkoeffizienten $h(i)$ und einer Koeffizientenaktualisierungseinrichtung zum Aktualisieren der Filterkoeffizienten gemäß einer leaky-LMS-Aktualisierungsfunktion der Form:

$$h_{\text{new}}(i) = (1-\beta)h_{\text{old}}(i) + \mu u_w(i)e_w$$

ist, wobei μ eine Adaptionkonstante, β eine reale Zahl zwischen null und eins, $h_{\text{new}}(i)$ einen aktualisierten Wert des i -ten Filterkoeffizienten, $h_{\text{old}}(i)$ den vorhergehenden Wert des i -ten Filterkoeffizienten, $u_w(i)$ einen i -ten Abtastwert des Referenzsignals und e_w den durch die zweite Filtereinrichtung (310, 640) übertragenen Teil (350, 645) des Fehlersignals (295, 610) bezeichnet.

7. Hörprothese nach Anspruch 1, 2, 3, 4, 5 oder 6, wobei das Referenzsignal mindestens eine gewisse Korrelation mit der Rauschkomponente hat und mit der gewünschten Signalkomponente im wesentlichen nicht korreliert ist.
8. Hörprothese nach Anspruch 1, 2, 3, 4, 5, 6 oder 7, wobei die adaptive Filtereinrichtung (110, 510) gemäß einem Filteralgorithmus gesteuert wird, der sowohl das Referenzsignal (275, 740) als auch das selektiv übertragene Fehlersignal (350, 645) verwendet.

180200

EP-B-0 579 152
(93 11 1138.9)
K/S HIMPP
u.Z.: EP-5288

27

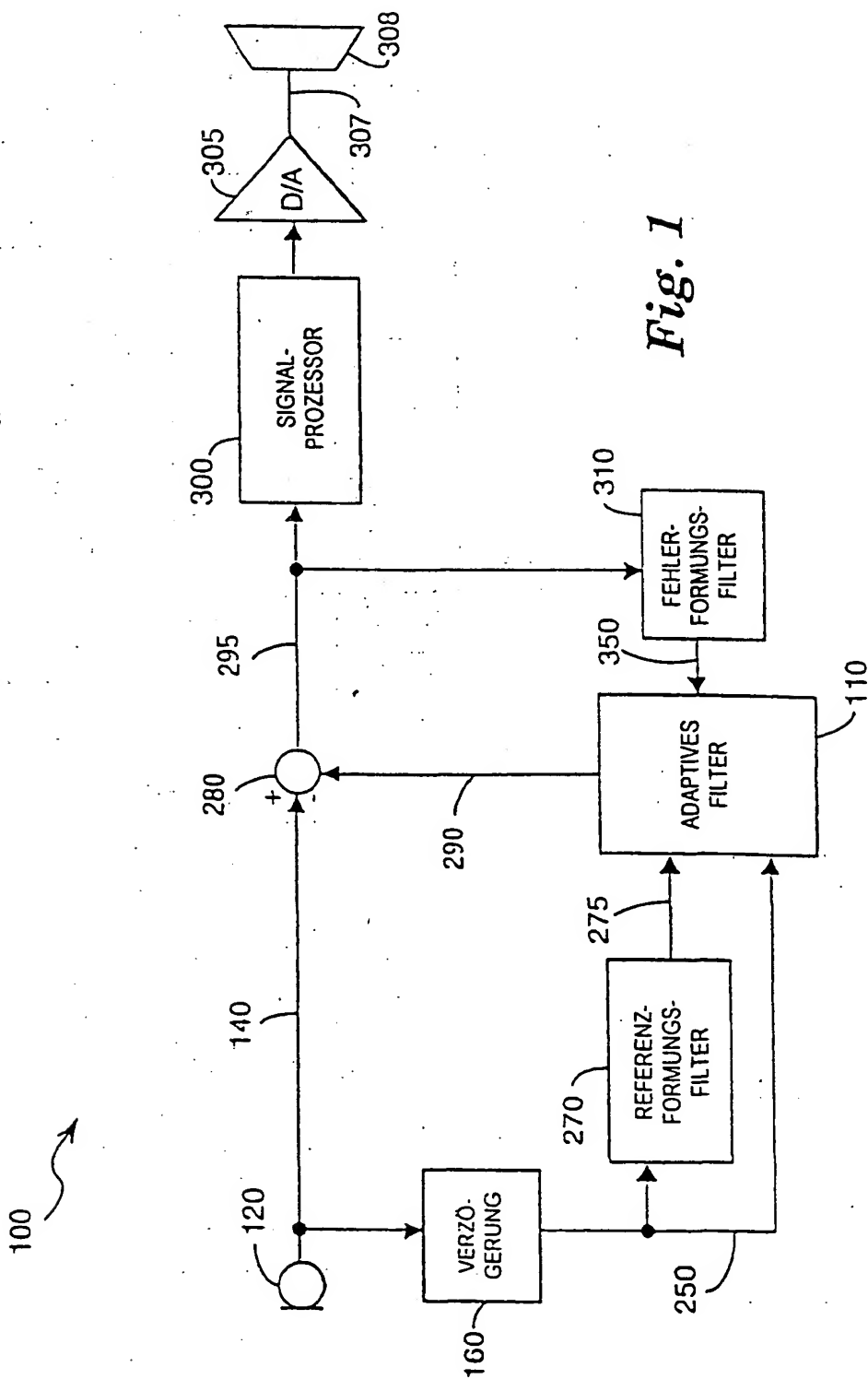


Fig. 1

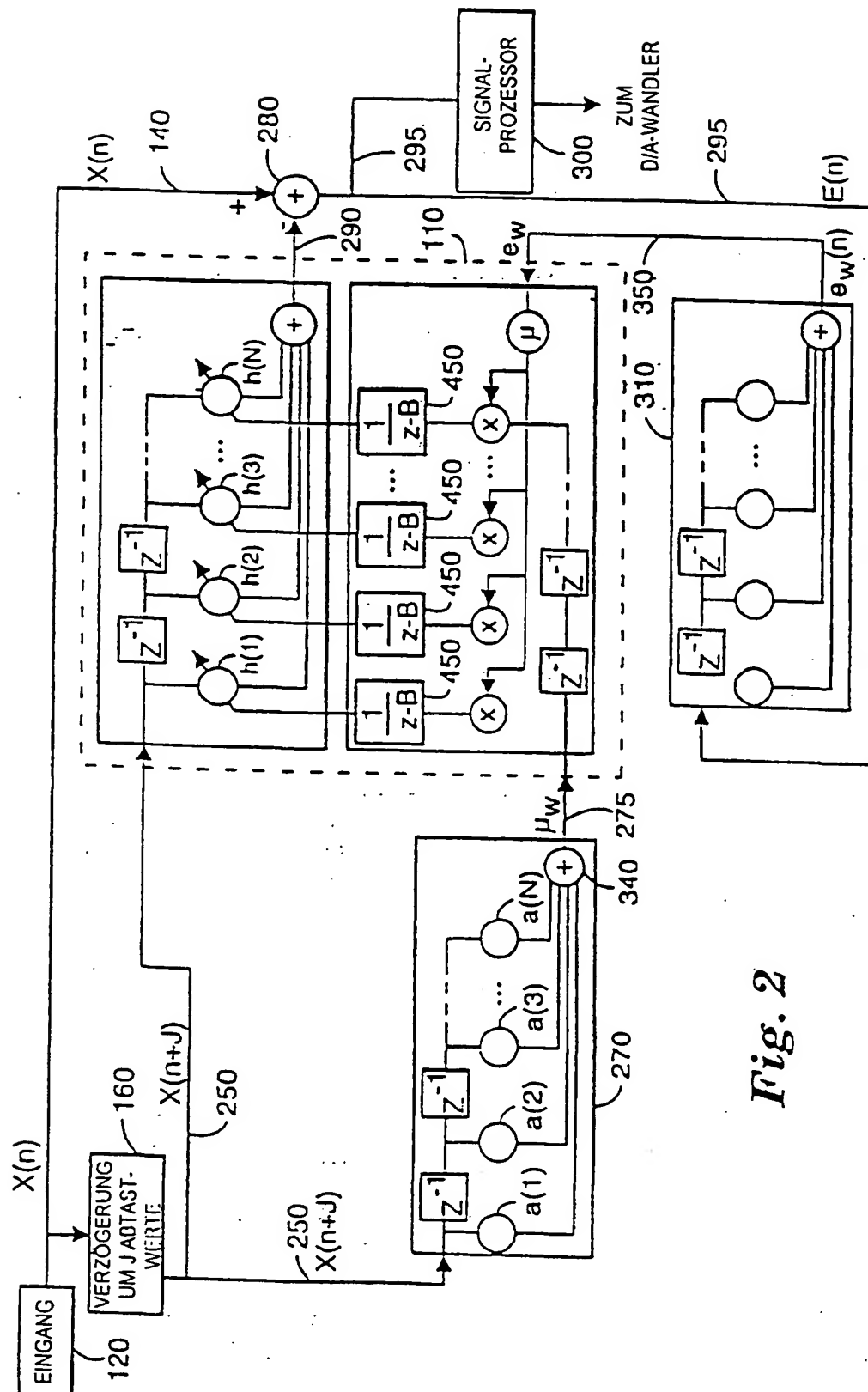
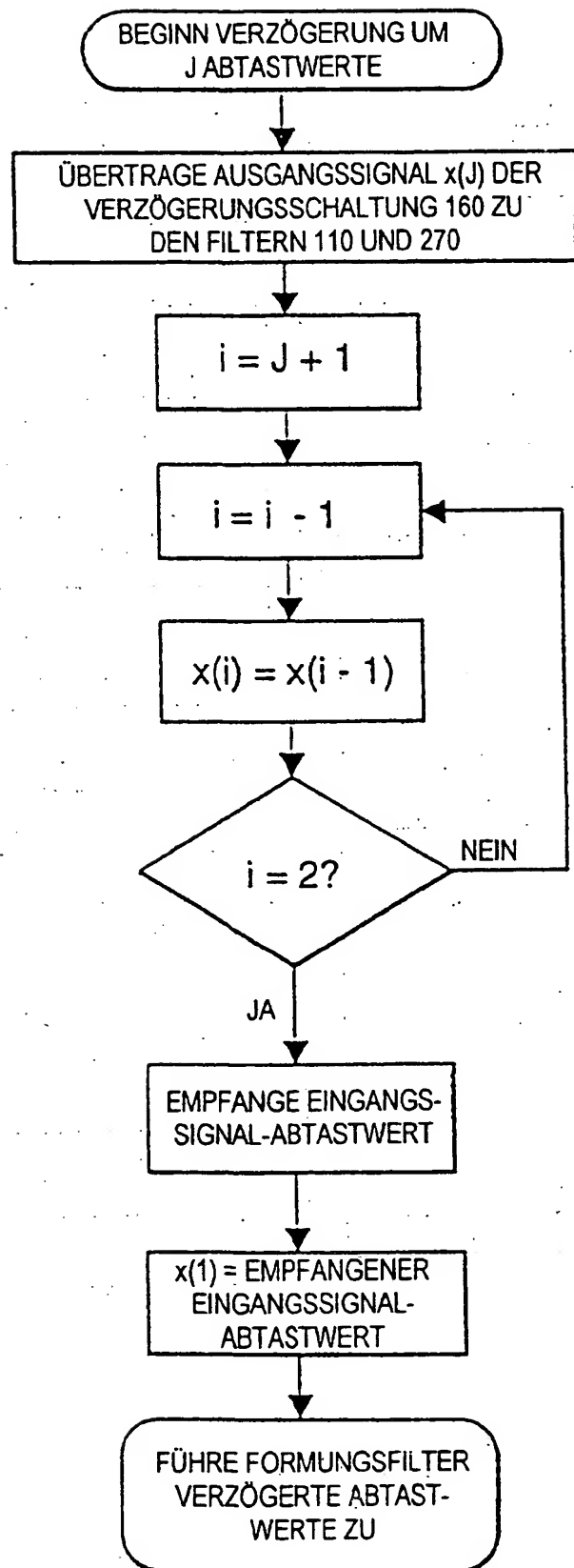
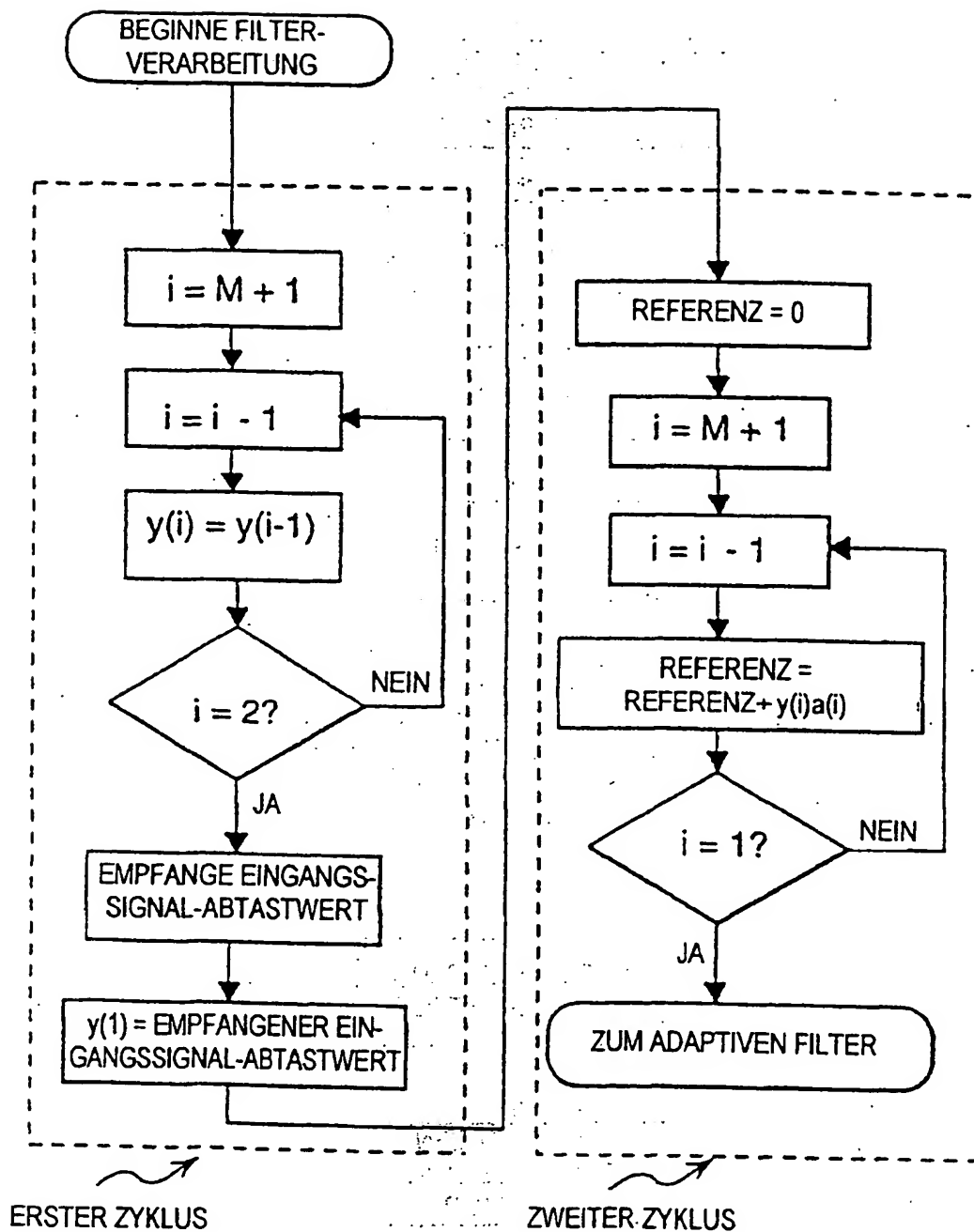


Fig. 2

*Fig. 3*

**Fig. 4**

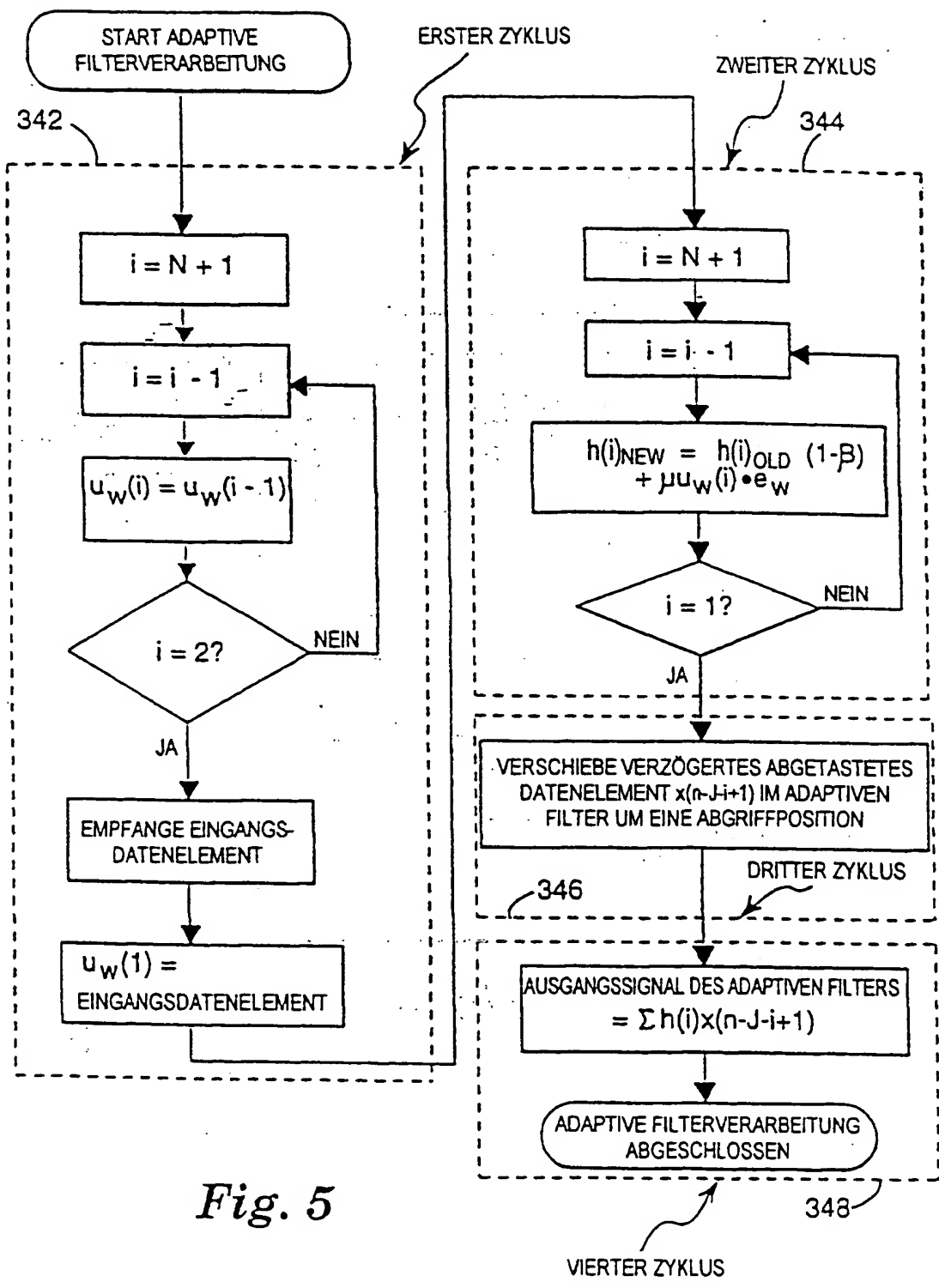
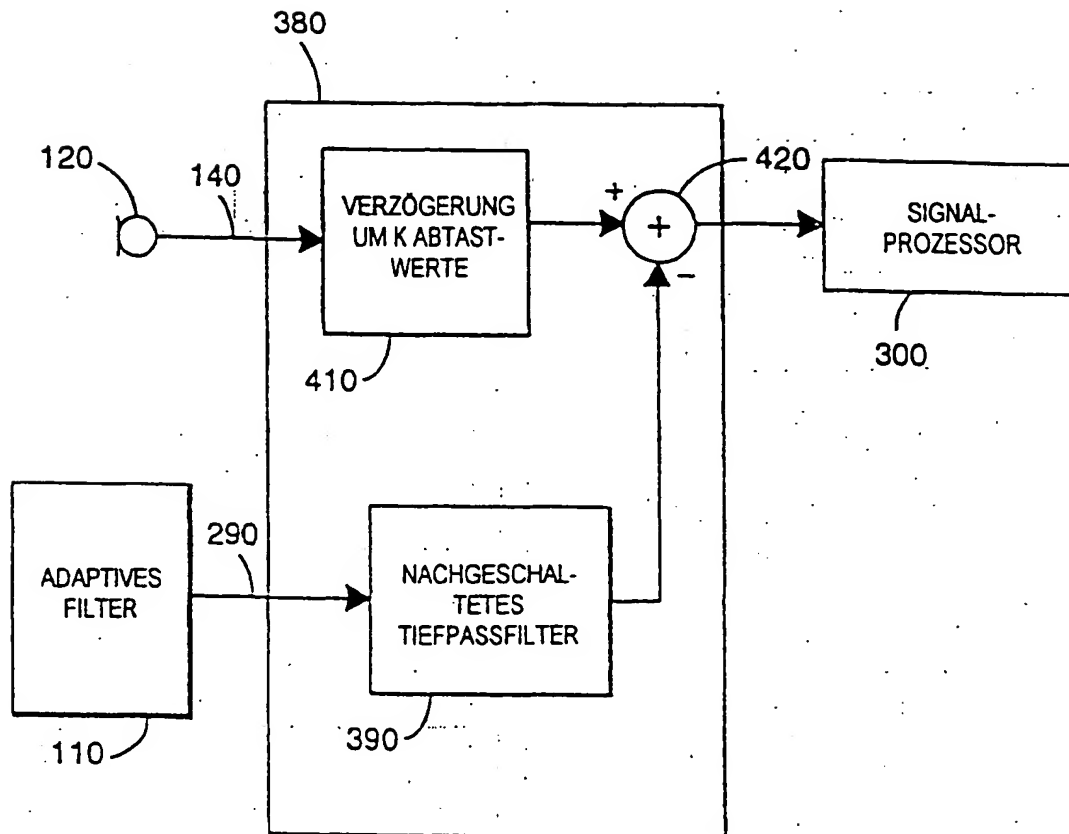
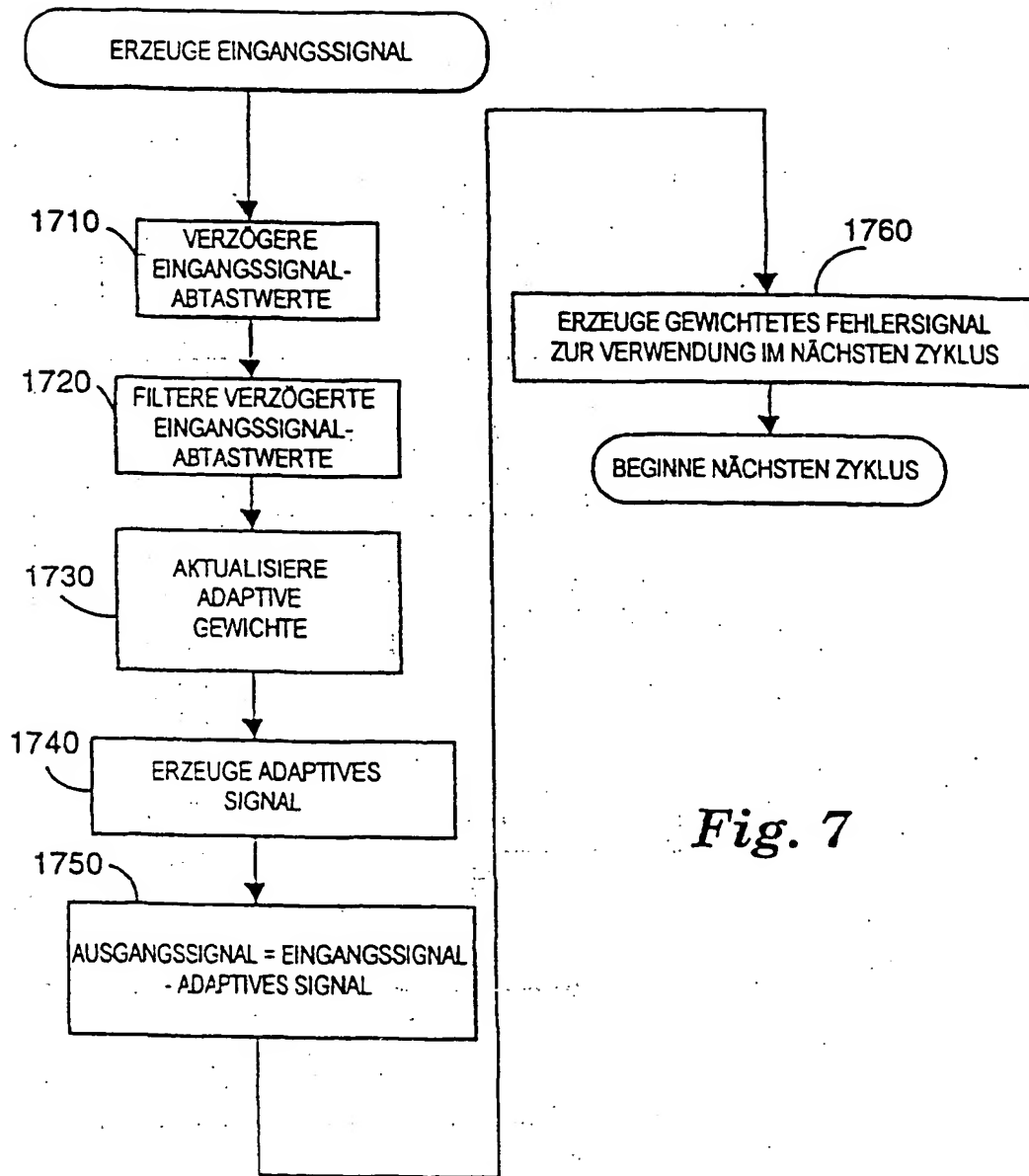
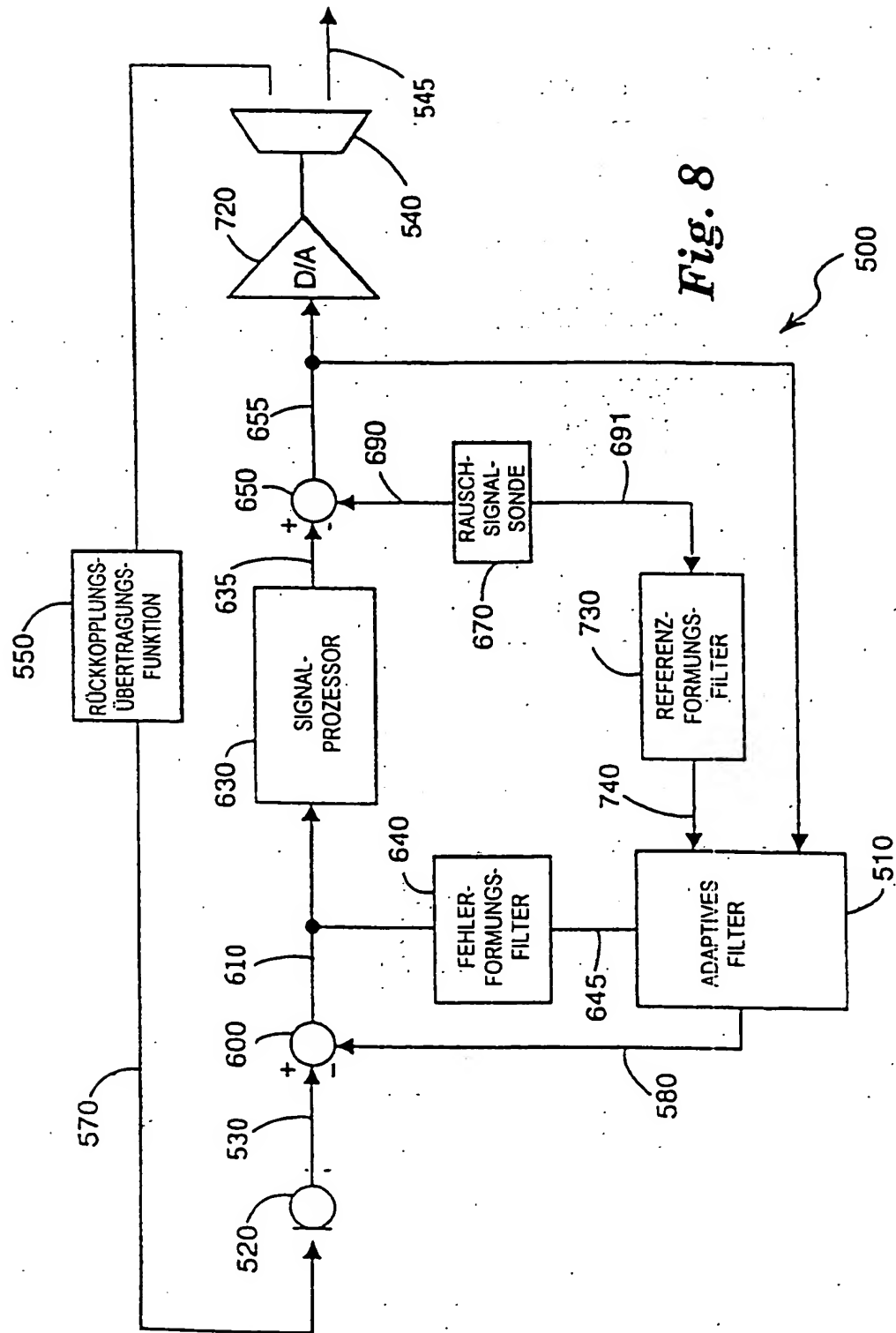
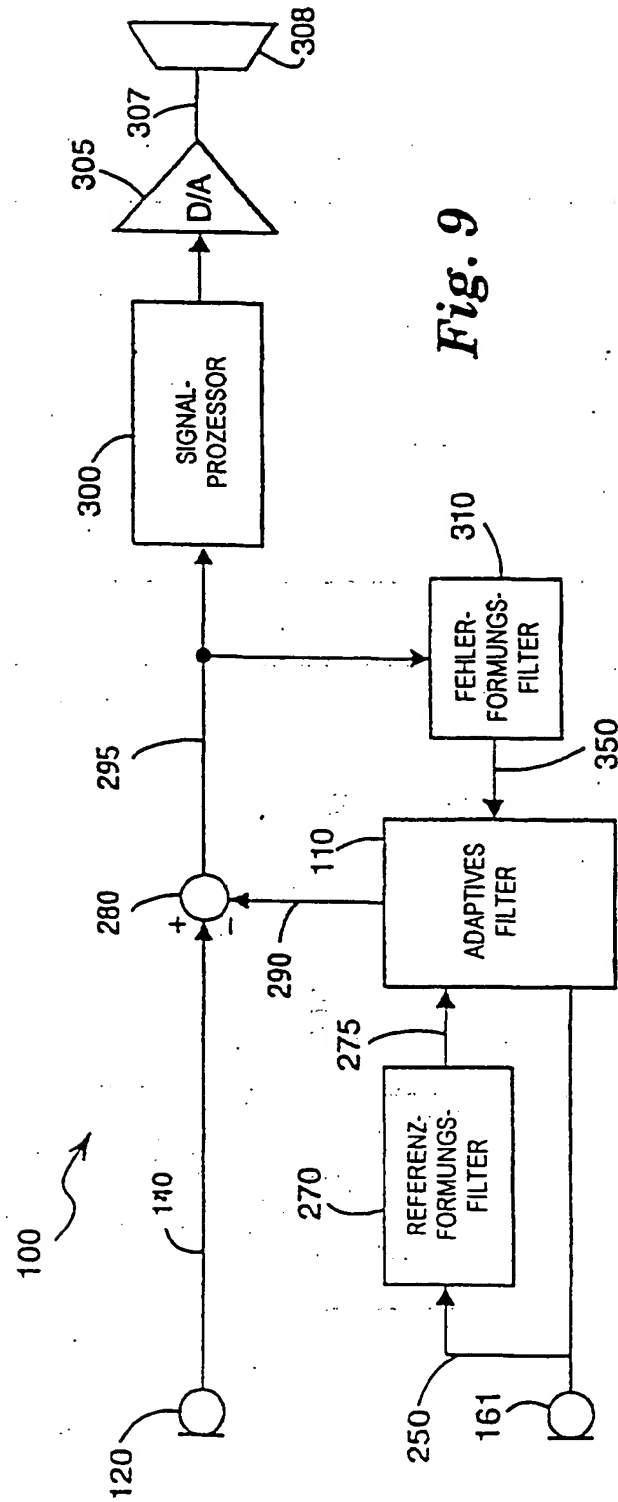


Fig. 5

*Fig. 6*

*Fig. 7*



*Fig. 9*

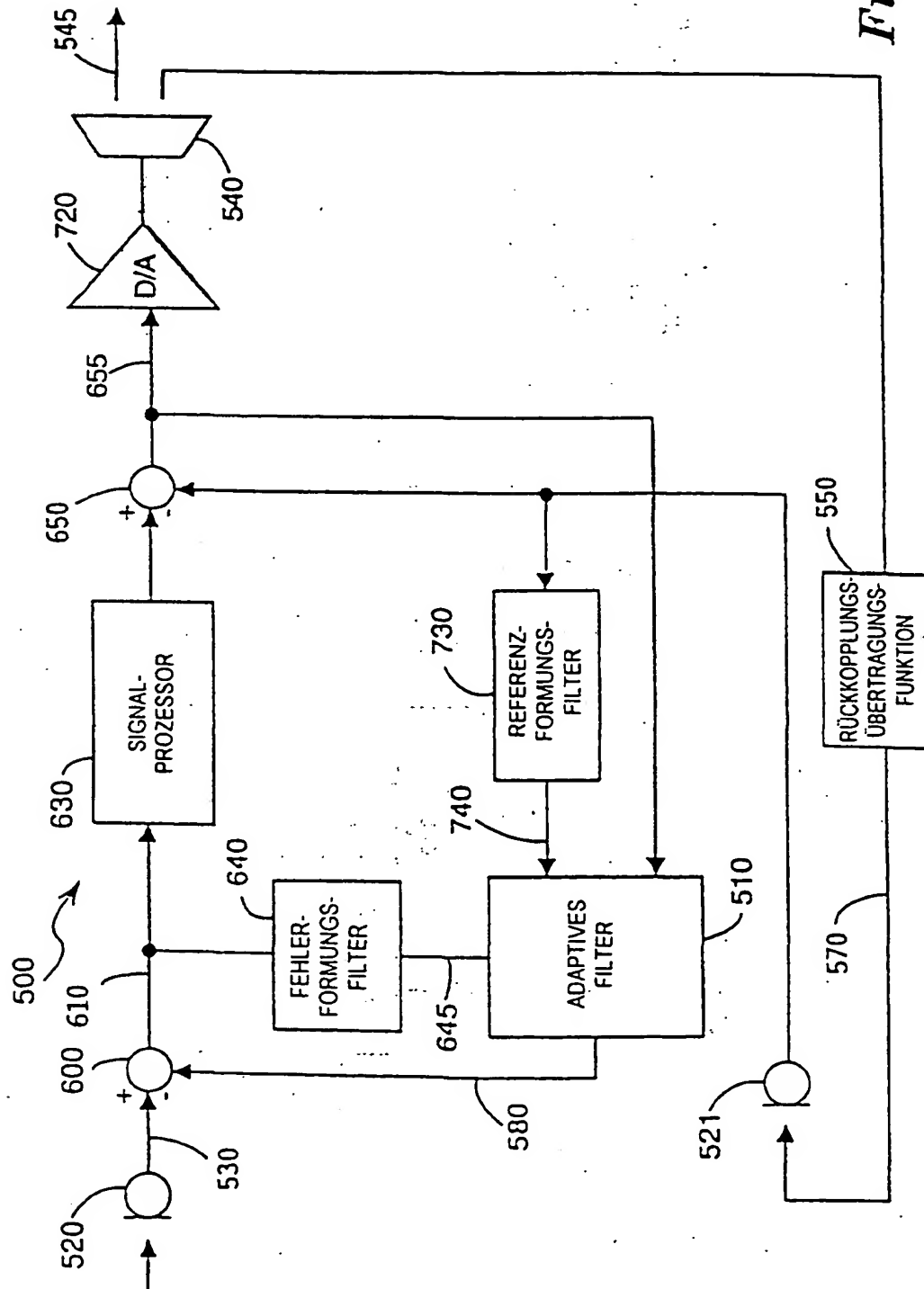


Fig. 10

This Page Blank (uspto)